

(11) Japanese Unexamined Patent Application Publication  
Number: 62-266040

## SPECIFICATION

### 1. Title of the Invention

ULTRASONIC MOVEMENT AUTOMATIC MEASURING APPARATUS

### 2. Claims

(1) An ultrasonic movement automatic measuring apparatus which receives a reflected wave of an ultrasonic pulse emitted to an object and displays an ultrasonic image on the basis of the reflected wave, the apparatus comprising:

phase detecting means for detecting a phase of the reflected wave at any time;

sampling point designating means for designating a sampling point at any position of the reflected wave;

sample shifting means for detecting a phase difference at the sampling point of the reflected wave and shifting the sampling point by a distance corresponding to the phase difference; and

movement measuring and displaying means for automatically measuring a movement of the object by tracing a shift of the sampling point and displaying the

measured movement on a display.

(2) The ultrasonic movement automatic measuring apparatus according to Claim 1, wherein the sampling point designating means is capable of designating a plurality of the sampling points.

(3) The ultrasonic movement automatic measuring apparatus according to Claim 1, wherein the movement measuring and displaying means is capable of displaying the movement so as to be overlapped with an ultrasonic B-mode image or an ultrasonic M-mode image.

(4) The ultrasonic movement automatic measuring apparatus according to Claim 2, wherein the sampling point designating means is capable of automatically measuring and outputting distances between the plurality of sampling points.

### 3. Detailed Description of the Invention

(Object of the Invention)

(Industrial Applicability)

The present invention relates to an ultrasonic movement automatic measuring apparatus which measures and displays a movement of a moving object.

(Related Art)

There has been known an ultrasonic M-mode method which displays a reflected wave (echo signal) of

ultrasonic pulse emitted to the internal organs which are constantly moving such as the heart or the like by modulating the radiance thereof on a CRT or the like.

However, since a resolution of an ultrasonic image which can be obtained by the M-mode method is not surely satisfactory, it was difficult to measure motion of the heart wall or the like with high accuracy. Therefore, it was no more than roughly measuring motion of a valve or motion of an endocardium.

For that reason, it is not possible to measure a thickness of the heart muscle with high accuracy of the thickness of 1 mm or below.

In the measuring method used in the past, it is necessary for a human being to trace and measure a position considered to be a predetermined portion on the basis of an M-mode image, for example, the valve or the like.

There has been reported an automatic measurement by computer in stead of the human being. However, the measurement by computer can be applied only to a limited specific field.

(Problems that the Invention is to Solve)

As mentioned above, there is a problem that a measurement with high accuracy is not possible in the internal organ movement measuring and displaying method

used in the past.

An object of the present invention is to solve the problems and to provide an ultrasonic movement automatic measuring apparatus which measures motion of an object with high accuracy and automatically.

(Configurations of the Invention)

(Means for solving the Problem)

In order to achieve the above-mentioned object, the present invention includes phase detecting means for detecting a phase of a reflected wave at any time, sampling point designating means for designating sampling point at any position of the reflected wave, sample shifting means for detecting a phase difference at the sampling point of the reflected wave and shifting the sampling point by a distance corresponding to the phase difference, and movement measuring and displaying means for automatically measuring a movement of the object by tracing a shift of the sampling point and displaying the measured movement on a display.

(Operation)

By the sampling point shifting means, a phase difference at a sampling point of a reflected wave is detected and the sampling point is shifted by a distance which is the distance which the phase difference is converted to. By constantly tracing such a shift of the

sampling point, motion of an object can be measured with high accuracy and automatically.

(Embodiment)

Fig. 1 shows an ultrasonic movement automatic measuring apparatus of an embodiment of the present invention. A standard clock having frequency  $fs$  (for example, 15 MHz) generated from a standard clock generator 4 is divided into four ( $fs/4$ ) by a first flip-flop 5 and a second flip-flop 6 and then divided into  $N$  ( $fs/4N$ ) by a frequency divider 3. After that, the clock is supplied to a pulser 2. For example, when the  $N$  is set to be 750, the standard clock  $fs$  of 15 MHz is divided into a rate pulse  $fr$  of 5 kHz ( $15 \text{ MHz}/4 \times 750$ ), thereby driving the pulser 2. An ultrasonic vibrator 1 excited by a voltage of the pulser generates an ultrasonic pulse toward an object.

The ultrasonic pulse reflected from a body tissue such as the internal organs is turned into an echo signal (reflected wave), received in the ultrasonic vibrator 1, and converted into an electrical signal. Then, the electrical signal is amplified by a variable gain amplifier 7 and branched into two channels such to be added to mixers 8a and 8b, respectively. The standard clock  $fs$  divided into four by the first flip-flop 5 and the second flip-flop 6 is added to the mixers 8a and 8b as reference signals of each phase separated by  $90^\circ$ . That is,

the standard clock  $fs$  of 15 MHz is firstly divided into two so as to be 7.5 MHz by the first flip-flop 5. Each output  $Q$  and  $/Q$  is inputted to the second flip-flop 6 and then divided again into two so as to be 3.75 MHz. Two signals of each phase separated by  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) can be obtained as the reference signals. In the mixers 8a and 8b, so called quadrature detection is carried out by the reference signals for the inputted signals. High frequency component of these outputs is eliminated by low-pass filters 9a and 9b, and then added to A/D converters 10a and 10b, thereby being digitized.

Outputs of the A/D converters 10a and 10b are sequentially added to an amplitude detecting circuit 15 and a phase detecting circuit 16 which will be described later. Herein, an output of the amplitude detecting circuit 15 is added to a combination device 21 so as to be used as a radianc modulating signal for displaying a usual B-mode method and an M-mode method.

The amplitude detecting circuit 15 is formed of squaring circuits 11a and 11b to which the outputs of the A/D converters 10a and 10b are added respectively, a sum circuit 12 to which a square output is added, a root circuit 13 in which a sum output is calculated, and an amplitude processing circuit 14 in which a root output is subjected to a processing such as STC or gamma

characteristics generally required for the B-mode method and the M-mode method. Contents of the A/D converters 10a and 10b are set to be operated, for example, under conditions of 10 bits and 15 MHz. The constituting circuits 11 to 14 of the amplitude detecting circuit 15 are subjected to a calculation processing for each clock of 15 MHz. The calculation processing can be carried out at a lower speed by the use of a lower clock, for example, the clock of 7.5 MHz.

On the other hand, the outputs of the A/D converters 10a and 10b are added to the phase detecting circuit 16 and a phase  $\theta(x)$  of the reflected wave at each point of time  $t$  (corresponding to a distance  $x$ ) is calculated by the phase detecting circuit 16.

Next, the output is added to a phase difference circuit 17 and a phase difference  $\Delta\theta(x)$  for each rate is detected by the phase difference circuit 17. The phase difference  $\Delta\theta(x)$  is converted to a distance  $\Delta x$  by a phase-distance conversion circuit 18. Sampling point designating means 19 designates a sampling point at any position of the reflected wave and the output thereof is added to the phase detecting circuit 16. Therefore, an operation of the phase detecting circuit 16 is controlled by the sampling point designating means 19. In addition, the output of the sampling point designating means 19 is

added to the combination device 21 and then added to a digital scan converter (DSC) 23 along with the output of the amplitude detecting circuit 15, thereby being displayed on a display 24. An output of the combination device 21 may be recorded on a recorder 25.

Information of the sampling point of the reflected wave designated by the sampling point designating means 19 is added to an automatic calculating circuit 22 and then converted to a necessary body information signal, thereby being outputted automatically.

Further, an initial position setting circuit 20 sets an initial sampling point of the reflected wave.

Next, the operations in an embodiment of the invention will be described.

Provided that the object such as the internal organs is existed at a position spaced by the distance  $x$  from the ultrasonic vibrator 1, a reflected wave  $e(t, x)$  from the object will be represented by the following equation.

$$e(t, x) = e_0(t) \cos(\omega_0 t - 2kx) \dots (1)$$

Here,  $e_0(t)$ : envelope of the ultrasonic pulse,

$f_0$ : frequency of the ultrasonic pulse

(for example, 3.75 MHz and  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ),

$k$ : wave number of the ultrasonic pulse in the body

( $k = 2\pi/\lambda$ ),

$\lambda$ : wavelength.

An output of the reflected wave is shown as an output of the variable gain amplifier 7 in Fig. 1 and is added to the mixers 8a and 8b, thereby being carried out the quadrature detection. After that, a result is outputted as represented by the following equations.

$$\begin{aligned}
 e_c &= e(t, x) \cos \omega_0 t \\
 &= e_0(t) \cos(\omega_0 t - 2kx) \cos \omega_0 t \\
 e_s &= e(t, x) \sin \omega_0 t \\
 &= e_0(t) \sin(\omega_0 t - 2kx) \sin \omega_0 t \dots (2)
 \end{aligned}$$

These outputs are passed through the LPFs 9a and 9b and turned into signals  $/e_c$  and  $/e_s$  in which the high frequency component is eliminated as represented by the following equations.

$$\begin{aligned}
 /e_c &= e_0(t) \cos 2kx \\
 /e_s &= e_0(t) \sin 2kx \dots (3)
 \end{aligned}$$

The two outputs  $/e_c$  and  $/e_s$  are converted to digital signals by the A/D converters 10a and 10b and then again subjected to the calculation processing. The phase  $\theta(x)$  of the reflected wave from the object spaced by the distance  $x$  is represented as the following equation.

$$\theta(x) = 2kx \dots (4)$$

In addition,  $\theta(x)$  is represented as the following equation by the use of the equations (3) and (4).

$$\theta(x) = \tan^{-1}(/e_s // e_c) \dots (5)$$

As shown in the equation (5), the phase  $\theta(x)$  can be

calculated by the use of a ratio of the outputs  $/e_c$  and  $/e_s$  of the A/D converters 10a and 10b.

When the object is not shifted, the distance  $x$  is constant. Therefore, the phase  $\theta(x)$  is not changing.

On the other hand, when the object is shifted, the distance  $x$  is changing. Therefore the phase  $\theta(x)$  is changing.

Provided that the object spaced by the distance  $x$  is shifted by the distance  $\Delta x$  in a direction of the ultrasonic pulse for 1 rate, the phase difference  $\Delta\theta(x)$  at the moment, that is, a phase change (delay)  $\Delta\theta(x)$  is represented as the following equation.

$$\Delta\theta(x) = 2k \cdot \Delta x = (4\pi/\lambda) \Delta x \dots (6)$$

On the contrary, when the phase  $\theta(x)$  calculated by the equation (5) is changed by  $\Delta\theta(x)$  for 1 rate, it means that the object is shifted therewhile by the distance  $\Delta x$  represented as the following equation.

$$\Delta x = (\lambda/4\pi) \Delta\theta(x) \dots (7)$$

Provided that the ultrasonic pulse frequency  $f_0$  is set to be 3.75 MHz and a sound velocity  $C$  of the body is set to be 1,500 m/s, the wavelength  $\lambda$  becomes 0.4 mm in accordance with a relation  $\lambda = C/f_0$ . The phase change of  $\pi/2$  ( $\Delta\theta = \pi/2$ ) is corresponding to a displacement distance  $\Delta x$  of 0.05 mm in accordance with the equation (7). Accordingly, a slightly short shift distance  $\Delta x$  of the

object can be detected by detecting the phase displacement, that is, displacement difference  $\Delta\theta$ .

The outputs  $/e_c$  and  $/e_s$  of the A/D converters 10a and 10b are added to the phase detecting circuit 16 having configurations shown in Fig. 2, thereby performing the calculation processing in accordance with the equation (5). One of the outputs  $/e_c$  added to the phase detecting circuit 16 is passed through a reciprocal table 31 and then multiplied by the other outputs  $/e_s$  by a multiplication device 32, thereby calculating the  $/e_s//e_c$ . Subsequently, the phase  $\theta(x)$  is calculated by a  $\tan^{-1}$  table 34. The phase  $\theta(x)$  takes a value within a range of 0 to  $2\pi$  as shown in coordinates of Fig. 3. In the  $\tan^{-1}$  table 34, the range is designated in accordance with a positive sign or a negative sign of  $/e_s//e_c$  and  $/e_s$  as shown in a table of Fig. 3 by adding a signal from a sign discriminating circuit 33 of  $/e_s$ , thereby belonging to one quadrant of I to IV. That is, the phase  $\theta(x)$  is set to be within a range of  $0 \leq \theta(x) \leq 2\pi$ . A value of the phase  $\theta(x)$  within the above-mentioned range is calculated within each rate for each clock (corresponding to the distance  $x$ ). The phase  $\theta(x)$  at any distance  $X$  is outputted.

A sign of the value of the phase  $\theta(x)$  is added to the phase difference circuit 17 and is stored in a memory 35 for 1 rate part. The value is subtracted from a value

of a new phase  $\theta(x)$  after the next 1 rate and the difference  $\Delta\theta(x)$  is calculated by a subtracting circuit 36. In such case, the phase difference  $\Delta\theta(x)$  is 0 and  $2\pi$ , which are discontinuous. Therefore, compensation is carried out by a compensating circuit 37 such as adding  $2\pi$  when the difference is  $-\pi$  or below, or subtracting  $2\pi$  when the difference is  $\pi$  or higher. Accordingly, the value of the phase difference  $\Delta\theta(x)$  outputted from the phase circuit 17 is within a range of  $-\pi \leq \Delta\theta(x) \leq \pi$ . A value of the distance  $\Delta x$  can be obtained by multiplying the phase difference  $\Delta\theta(x)$  by  $\lambda/4\pi$  in accordance with the equation (7) by the use of a multiplying circuit 18.

Such values of the phase  $\theta(x)$ , the phase difference  $\Delta\theta(x)$ , and the distance  $\Delta x$  are calculated for each clock (distance  $x$ ).

Provided that the standard clock of the calculation processing is set to be 15 MHz, 1 clock is corresponding to 0.05 mm by the distance. Provided that the ultrasonic pulse frequency  $f_0$  is set to be 3.75 MHz, 1 clock is corresponding to  $\pi/2$  by the phase.

When the whole 1 rate part (for example, 15 cm by the distance) is calculated on the basis of the clock of 15 MHz, 3,000 (15 cm/0.05 mm) data per 1 rate are obtained and thus a circuit scale is extremely expanded.

In reality, since the range of a measurement object

designated by the initial position setting circuit 20 of Fig. 1 is 1/4, which is sufficient, only the required region can be subjected to the calculation processing. Therefore, the number of data is 3,000 or below.

Fig. 4 shows configurations of the phase detecting circuit 16-1 which is sufficiently functioning in such practical. Between the outputs  $/e_c$  and  $/e_s$  which are A/D converted by the use of the clock of 15 MHz, only the region designated by the sampling point designating means 19 and the initial position setting circuit 20 is stored in buffer memories 38a and 38b. Only the value thereof is subjected to the calculation processing thereafter, for example, by the use of the clock of 3.75 MHz (15MHz/4). By such a processing, a speed of the calculation processing is decreased and thus the circuit scale could be shrunken to 1/4. The other configurations are same as Fig. 2.

Next, a method of displaying a trajectory of the sampling point on the display 24 by the use of the shift distance  $\Delta x$  of a reflector obtained by the above calculation processing will be described.

Fig. 6(a) shows the B-mode image displayed on the display 24. A horizontal axis represents time, and a vertical axis represents a distance  $x$  from a skin of the body and the value thereof becomes bigger as heading

downward. A vertical line 53 is displayed on the newest position of the M-mode image to be displayed. In addition, region markers 54 ( $X_1$ ), 55 ( $X_2$ ), and the like are displayed. These region markers 54 and 55 are set in the region of the measurement object by the initial position setting circuit 20. In Fig. 6(a), there is shown that the region marker 54 is set on an anterior wall 51 of the left ventricle and the region marker 55 is set on a posterior wall 52 of the left ventricle by the use of the heart as the object. For example, 10 sampling points ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{10}$ ) are arranged at an interval of 2 mm in the region marker 54.

Fig. 5 shows configurations of the sampling point designating means 19. The sampling points ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) arranged at an interval of 2 mm which are initially set are stored in a sampling point memory (SPM) 41. By such a processing, a value of the distance  $\Delta x$  ( $\Delta x_{11}, x_{12}, \dots x_{1,10}$ ) between the sampling point and the next rate is selected from the output of the phase-distance conversion circuit 18 and then stored in a displacement value memory 42. The value is sequentially renewed for each rate and transmitted to a displacement integrating memory 43. Then, each value of the distance  $\Delta x$  is integrated for each rate. Each value thus integrated ( $\Sigma \Delta x_{11}, \Sigma x_{12}, \dots x_{1,10}$ ) is compared with  $\pm \lambda/8$  and  $\pm \lambda/4$  ( $\pm \pi/2$ ,

$\pm\pi$  in terms of the phase) by a comparison circuit 44. The increment value shown as the following table is added to the each value ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) of the sampling point memory 41 and simultaneously subtracted from the each value ( $\Sigma\Delta x_{11}, \Sigma x_{12}, \dots, \Sigma x_{1,10}$ ) of the integrating memory 43.

Value of $\Sigma\Delta x$	Increment Value
$-\lambda/8 \leq \Sigma\Delta x < \lambda/8$	0
$\lambda/8 \leq \Sigma\Delta x < \lambda/4$	$\lambda/8$
$-\lambda/4 \leq \Sigma\Delta x < -\lambda/8$	$\lambda/8$
$\lambda/4 \leq \Sigma\Delta x < \lambda/2$	$\lambda/4$
$-\lambda/2 \leq \Sigma\Delta x < -\lambda/4$	$\lambda/4$

When such calculation processing is repeated for each rate, the sampling points ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) of the sampling point memory 41 which are initially set are changed by the distance corresponding to such motions. The motion of the sampling points ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) are displayed as they are. The value is transmitted to the digital scan converter 23 along with an M-mode signal, thereby being displayed as a line 56 as shown in Fig. 6(b).

Fig. 7 shows a time chart which allows easily understandable description of the operations and a first sampling point  $x_{11}$  of the marker region 54 is exemplified. The heart muscle corresponding to the sampling point  $x_{11}$  is shifting in the same manner as the sample 56 in Fig. 6(b).

The output of the phase detecting circuit 16 is the value shown as a point P in Fig. 7(a). A vertical axis represents a value of the phase  $\theta(x_{11})$  within the range of 0 to  $2\pi$ , and a horizontal axis represents time. Data can be obtained for each rate.

For example, provided that a rate frequency  $fr$  is set to be as  $fr = 5$  kHz, data can be obtained for each 0.2 ms.

Fig. 7(b) shows a displacement  $\Delta x_{11}$  for 1 rate converted from the phase difference  $\Delta\theta(x_{11})$ , which is obtained from Fig. 7(a) by the phase difference circuit 17, by the phase-distance conversion circuit 18. A value thereof is within the following range:  $|\Delta x_{11}| < \lambda/4$  ( $|\Delta\theta(x_{11})| < \pi$ ). Provided that the ultrasonic pulse frequency  $f_0$  is set to be 3.75 MHz, the displacement  $\Delta x_{11}$  satisfies the following inequality:  $|\Delta x_{11}| < 0.1$  mm.

Fig. 7(c) shows the  $\Delta x_{11}$  integrated by the displacement integrating memory 43. In case that the integrated  $\Delta x_{11}$  exceeds the range of the following inequality:  $|\Sigma\Delta x_{11}| < \lambda/8$ , the increment value of the above table obtained by the comparison circuit 44 is subtracted from the value of  $\Sigma\Delta x_{11}$  and the same increment value is added to the value  $x_{11}$  of the sampling point memory 41.

Fig. 7(d) shows a waveform formed by adding the increment value to the value of  $x_{11}$ , and an example of

changing of the value from the initial set position  $x_{11}$  to  $\lambda/8$  (corresponding to 0.05 mm) which is a quantized value. The example shows the trajectory of the first sampling point  $x_{11}$  in the heart muscle which is actually shifting.

In case that there is a big change in the value of  $(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10})$ , the value is subjected to a feedback operation to go to the phase detecting circuit 16-1 of Fig. 4 and then the region stored in the buffer memories 38a and 38b is shifted in accordance with the displacement.

Hereinbefore, there is described an example of measuring a displacement of a first region marker  $X_1$  ( $x_{11}, x_{12}, \dots x_{1,10}$ ). By setting a second region marker and a third region marker in the same manner as above, the displacements thereof can be measured. In case of obtaining an inside diameter of the left ventricle,  $x_{1i}$  of the region marker  $X_1$  and  $x_{2j}$  of the region marker  $X_2$  which represent interior walls of the left ventricle are designated. Then, the inside diameter can be automatically calculated and outputted in real-time in accordance with the following formula,  $(x_{2j}-x_{1i})$ , by the calculating circuit 22 of Fig. 1. In addition, an ejection fraction can be easily calculated on the basis of the value of the inside diameter at the same time.

All the calculation processing in the operation as described in the above embodiments are performed in real-

time. However, the same outputs can be also obtained by storing the thus obtained digital data in the memory on the way of processing and calculating in the offline state on the basis of the data by the use of computer. In addition, a method of digitization may be performed by the use of a high frequency signal as it is in a step before performing the quadrature detection.

A data memory 26 of Fig. 1 stores the M-mode image and the value of the distance  $\Delta x$ , and prepares to arbitrarily perform a measurement of a required region by re-extracting the data from the memory after a whole examination on the object (patient) is finished. By such a processing, a throughput of the patients can be increased and a required measurement can be easily and precisely performed.

According to the above-mentioned embodiments of the invention, since a moving body is measured by detecting the phase, the displacement of the internal organs in the body can be continuously measured with high accuracy of 0.1 mm in real-time, and simultaneously the displacement of a plurality of positions can be measured. Since there is provided a numerical calculation processing, an automatic measurement can be realized without using complicated processing means such as pattern recognition. In addition, since the data is once stored in the memory

and then is extracted if necessary, the same operation and the same effect can be obtained in the offline state. Accordingly, the throughput of the patients can be easily increased.

(Advantage of the Invention)

As clearly described above, according to the present invention, motion of a plurality of positions in a body tissue is measured by detecting a phase change of a reflected wave. Therefore, the motion can be measured with high accuracy and automatically.

#### 4. Brief Description of the Drawings

Fig. 1 is a block diagram showing an ultrasonic movement automatic measuring apparatus according to an embodiment of the present invention. Fig. 2 is a block diagram showing configurations of a main part of the ultrasonic movement automatic measuring apparatus of the invention. Fig. 3 is coordinates and a table describing an operation of the ultrasonic movement automatic measuring apparatus of the invention. Figs. 4 and 5 are block diagrams showing configurations of the main part of the ultrasonic movement automatic measuring apparatus of the invention. Figs. 6(a) and 6(b) are image patterns describing an operation of the invention. Figs. 7(a) to (d) are time charts describing the operation of the

invention.

1 ... ultrasonic vibrator, 4 ... standard clock generator, 8a, 8b ... mixer, 10a, 10b ... A/D converter, 15 ... amplitude detecting circuit, 16, 16-1 ... phase detecting circuit, 17 ... phase difference circuit, 18 ... phase-distance conversion circuit, 19 ... sampling point designating circuit, 24 ... display, 38a, 38b ... buffer memory, 41 ... sampling point memory, 42 ... displacement value memory, 43 ... displacement integrating memory, 44 ... comparison circuit

Agent: Patent Attorney, Masayoshi MISAWA

Fig. 1

1: ULTRASONIC VIBRATOR  
4. STANDARD CLOCK GENERATOR  
15: AMPLITUDE DETECTING CIRCUIT  
16: PHASE DETECTING CIRCUIT  
17: PHASE DIFFERENCE CIRCUIT  
18: PHASE DISTANCE CONVERSION CIRCUIT

Fig. 2

16: PHASE DETECTING CIRCUIT

Fig. 3

QUADRANT

POSITIVE

POSITIVE

NEGATIVE

POSITIVE

POSITIVE

NEGATIVE

NEGATIVE

NEGATIVE

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑪ 公開特許公報 (A)

昭62-266040

⑫ Int.Cl.<sup>4</sup>

A 61 B 8/08  
G 01 N 29/04

識別記号

厅内整理番号

8718-4C  
W-6752-2G

⑬ 公開 昭和62年(1987)11月18日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全9頁)

⑭ 発明の名称 超音波動態自動計測装置

⑮ 特 願 昭61-109384

⑯ 出 願 昭61(1986)5月15日

⑰ 発明者 飯沼 一浩 大田原市下石上1385番の1 株式会社東芝那須工場内

⑱ 出願人 株式会社東芝 川崎市幸区堀川町72番地

⑲ 代理人 弁理士 三澤 正義

明細書

1. 発明の名称

超音波動態自動計測装置

2. 特許請求の範囲

(1) 被検体に向けて発射した超音波パルスの反射波を受信しこの反射波に基いた超音波画像を表示する超音波動態自動計測装置において、反射波の任意時点における位相を検出する位相検出手段と、反射波の任意位置のサンプル点を定めるサンプル点指定手段と、反射波のサンプル点における位相差を検出しこの位相差に対応する距離だけサンプル点を移動するサンプル移動手段と、サンプル点の移動を追跡することにより被検体の動態を自動計測しディスプレイに表示する動態計測表示手段と、を備えることを特徴とする超音波動態自動計測装置。

(2) 前記サンプル点指定手段は複数のサンプル点を定めることができると構成される特許請求の範囲第1項記載の超音波動態自動計測装置。

(3) 前記動態計測表示手段は超音波Bモード像

又はMモード像に重ねて動態を表示することが可能な構成される特許請求の範囲第1項記載の超音波動態自動計測装置。

(4) 前記サンプル点指定手段は複数のサンプル点間の距離を自動計測し出力することができる構成される特許請求の範囲第2項記載の超音波動態自動計測装置。

3. 発明の詳細な説明

(発明の目的)

(産業上の利用分野)

本発明は、動きのある被検体の動態を計測し表示する超音波動態自動計測装置に関するものである。

(従来の技術)

心臓等のように常に動きのある臓器に向けて発射した超音波パルスの反射波(エコー信号)をC.R.T等に輝度変調することにより表示させるようにした超音波Mモード法が知られている。

しかしこのMモード法によって得られる超音波画像の分解能は必ずしも十分でないので、心臓等

の壁の動きを精度良く計測するのは困難であり、弁の動きや心内膜の動きを概略的に計測するのが精一杯である。

このため心筋の厚さを1mm以下の精度で計測するには不可能である。

またこのような従来の計測法はMモード像から人間が例えば弁等の所望部分と思われる位置を追跡して計測する必要がある。

人間の代りにコンピュータによる自動計測を行う例も報告されているが、限定された特定分野にしか適用できない。

(発明が解決しようとする問題点)

このように従来の装置の動態計測表示法には精度の良い計測が不可能であるという問題がある。

本発明は以上の問題に対処してなされたもので、被検体の動きを精度良くかつ自動的に計測できる超音波動態自動計測装置を提供することを目的とするものである。

(発明の構成)

(問題点を解決するための手段)

3

は第1及び第2フリップフロップ5, 6によって4分周され( $f_s/4$ )、さらに分周器3によってN分周され( $f_s/4N$ )た後パルサ2に供給される。例えばN=750に設定すると、1.5MHzの基準クロック $f_s$ は5kHz( $1.5\text{MHz}/4 \times 750$ )のレートパルス $f_r$ とされてパルサ2を駆動し、このパルス電圧によって励振された超音波振動子1は被検体に向けて超音波パルスを発振する。

振器等の生体組織で反射された超音波パルスはエコー信号(反射波)となって前記超音波振動子1で受信され、電気信号に変換された後利得可変増幅器7で増幅された後2経路に分岐されて各々ミキサ8a, 8bに加えられる。ミキサ8a, 8bには前記第1, 第2フリップフロップ5, 6によって4分周された基準クロック $f_s$ が互いに90°位相のずれた参照信号として加えられる。すなわち、1.5MHzの基準クロック $f_s$ を先ず第1フリップフロップ5によって、2分周して7.5MHzとなし、この出力Q、Qの出力を各々第2フリップフロップ6に入力することによりさらに2分周さ

上記目的を達成するために本発明は、反射波の任意時点における位相を検出する位相検出手段と、反射波の任意位置のサンプル点を定めるサンプル点指定手段と、反射波のサンプル点における位相差を検出しこの位相差に対応する距離だけサンプル点を移動するサンプル移動手段と、サンプル点の移動を追跡することにより被検体の動態を自動計測しディスプレイに表示する動態計測表示手段とを備えることを特徴とするものである。

(作用)

サンプル点移動手段によって反射波のサンプル点における位相差を検出し、この位相差を距離に変換することにより距離分サンプル点を移動する。このようなサンプル点の移動を常に追跡することにより被検体の動きを精度良くしかも自動的に計測することができる。

(実施例)

第1図は本発明実施例の超音波動態自動計測装置を示すもので、基準クロック発振器4で発生された周波数 $f_s$ (例えば1.5MHz)の基準クロック

4

れて3.75MHzとなりかつ互いに90°( $\pi/2$ )位相のずれた2つの信号が参照信号として得られる。このミキサ8a, 8bでは入力信号に対する参照信号によっていわゆるクワドラチャー検波が行われ、これらの出力はローパスフィルタ9a, 9bによって高周波成分が除去された後A/D変換器10a, 10bに加えられてデジタル化される。

A/D変換器10a, 10bの出力は順次後述の振幅検波回路15及び位相検波回路16に加えられ、このうち振幅検波回路15の出力は通常のBモード法及びMモード法表示のための輝度変調信号として用いるために複合器21に加えられる。

前記振幅検波回路15は、A/D変換器10a, 10bの出力が各々加えられる2乗回路11a, 11b、2乗出力が加えられる和回路12、和出力が演算されるルート回路13、ルート出力がSTCやガンマ特性等通常Bモード法やMモード法で必要とされる処理が行われる振幅処理回路14から構成される。A/D変換器10a, 10bの

5

6

内容は例えば10ビット、1.5MHzの条件で動作するように設定され、前記振幅検波回路15の各構成回路11～14は1.5MHzのクロック毎に演算処理される。より低周波例えば7.5MHzのクロックを用いることによって、より低速で演算処理を行うこともできる。

一方前記位相検出回路16に加えられたA/D変換器10a、10bの出力は、この位相検出回路16によって反射波の各時点t(距離xに相当する)での位相θ(x)が演算される。

次に位相差回路17に加えられたその出力はこの位相差回路17によって各レートごとの位相差Δθ(x)が検出され、さらに位相距離変換回路18によってその位相差Δθ(x)は距離Δxに変換される。サンプル点指定手段19は反射波の任意位置のサンプル点を定め、この出力は前記位相検出回路16に加えられる。従って、位相検出回路16の動作はサンプル点指定手段19によって制御される。またサンプル点指定手段19の出力は複合器21に加えられ、前記振幅検出回路15の出力

と共にデジタルスキャンコンバータ(DSC)23に加えられた後、ディスプレイ24に表示される。複合器21の出力はレコーダ25に記録することもできる。

サンプル点指定手段19によって定められた反射波のサンプル点の情報は、自動演算回路22に加えられ、必要な生体情報信号に変換されて自動的に出力される。

また初期位置設定回路20は反射波の初期サンプル点を設定するためのものである。

次に本発明実施例の作用を説明する。

いま超音波振動子1から距離xだけ離れた位置に臓器等の被検体が存在しているとすると、この被検体からの反射波e(t,x)は次式のように示される。

$$e(t,x) = e_s(t) \cos(\omega_0 t - 2kx) \quad \dots(1)$$

ここで、 $e_s(t)$ ：超音波パルスの包絡線、

$\omega_0$ ：超音波パルスの周波数

(例えば3.75MHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ )、

k：生体中の超音波パルスの波数、

7

8

$$(k = 2\pi/\lambda), \\ \lambda: \text{波長}.$$

この反射波出力は第1図の利得可変増幅器7の出力として現れ、ミキサ8a、8bに加えられてクワドラチャー検波された後次式で示されるように出力される。

$$\left. \begin{aligned} e_c &= e(t,x) \cos \omega_0 t \\ &= e_s(t) \cos(\omega_0 t - 2kx) \cos \omega_0 t \\ e_s &= e(t,x) \sin \omega_0 t \\ &= e_s(t) \sin(\omega_0 t - 2kx) \sin \omega_0 t \end{aligned} \right\} \dots(2)$$

これら出力はLPPF9a、9bを通過することにより高周波成分が除かれた次式で示されるような信号e<sub>c</sub>、e<sub>s</sub>となる。

$$\left. \begin{aligned} e_c &= e_s(t) \cos 2kx \\ e_s &= e_s(t) \sin 2kx \end{aligned} \right\} \dots(3)$$

これら2つの出力e<sub>c</sub>、e<sub>s</sub>はA/D変換器10a、10bでデジタル信号に変換されさらに演算される。距離xにある被検体からの反射波の位相θ(x)は、次式のように示される。

$$\theta(x) = 2kx \quad \dots(4)$$

また、式(3)、(4)からθ(x)は次式のように示される。

$$\theta(x) = \tan^{-1} \left( \frac{e_s}{e_c} \right) \quad \dots(5)$$

この式(5)から明らかのように、位相θ(x)はA/D変換器10a、10bの出力e<sub>c</sub>、e<sub>s</sub>の比から演算できることになる。

もし被検体が移動していないければ距離xは一定なので位相θ(x)は変化しない。

一方被検体が移動すると距離xは変化するので、位相θ(x)も変化することになる。

いま距離xにある被検体が1レートの間に超音波パルス方向にΔxの距離だけ移動したとすると、このときの位相差Δθ(x)すなわち位相変化(遅れ)Δθ(x)は次式のように示される。

$$\Delta\theta(x) = 2k \cdot \Delta x = \frac{4\pi}{\lambda} \Delta x \quad \dots(6)$$

逆に式(6)で求まった位相θ(x)が1レートでΔθ(x)変化すればその間に被検体は次式で示される距離Δx移動したことになる。

9

10

$$\Delta x = \frac{\lambda}{4\pi} \Delta \theta(x) \quad \cdots (7)$$

いま、超音波パルス周波数  $f_s = 3.75 \text{ MHz}$ 、

生体中の音速  $C = 1500 \text{ m/s}$ 、

に設定したとすると、 $\lambda = C/f_s$  の関係から  $\lambda = 0.4 \text{ mm}$  となる。これから  $\pi/2$  の位相変化 ( $\Delta \theta = \pi/2$ ) は前記式(7)から  $\Delta x = 0.05 \text{ mm}$  の変位距離に相当することになる。従って位相変位 = 変位差  $\Delta \theta$  を検出することにより、極めて僅かな被検体の移動距離  $\Delta x$  を検出できることになる。

A/D 変換器 10a, 10b の両出力  $v_a, v_b$  は第 2 図のような構成の位相検出回路 16 に加えられて前記式(7)に基づいた演算が施される。位相検出回路 16 に加えられる一方の出力  $v_a$  は、逆数テーブル 31 を介して他方の出力  $v_b$  と掛算器 32 によって掛算され前記  $v_a/v_b$  が算出される。統いて  $\tan^{-1}$  テーブル 34 によって位相  $\theta(x)$  が算出される。位相  $\theta(x)$  は第 3 図に示される座標のように  $0 \sim 2\pi$  の範囲の値をとることとし、

11

前記式(7)に基いて距離  $\Delta x$  の値が得られる。

これら位相  $\theta(x)$ 、位相差  $\Delta \theta(x)$  及び距離  $\Delta x$  の値はクロック (距離  $x$ ) 毎に演算される。

演算の基準クロックを  $1.5 \text{ MHz}$  に設定したとすると、1クロックは距離にして  $0.05 \text{ mm}$  に相当する。超音波パルス周波数  $f_s$  として  $3.75 \text{ MHz}$  を設定したとすると、位相にして  $\pi/2$  に相当する。

1 レート分全部 (例えば距離にして  $15 \text{ cm}$ ) をこのクロック  $1.5 \text{ MHz}$  で演算すると、1 レートにつき  $3,000 (15 \text{ cm} / 0.05 \text{ mm})$  のデータが得られることになり、回路規模が非常に大きくなる。

実際には第 1 図の初期位置設定回路 20 により指定される測定対象範囲はその  $1/4$  以下で十分であるため、必要な領域のみを演算すればよいので、データは  $3,000$  以下でよい。

第 4 図はそのような実用上十分機能する位相検出回路 16-1 の構成を示すもので、 $1.5 \text{ MHz}$  のクロックで A/D 変換された出力  $v_a, v_b$  のうちサンプル点指定手段 19 及び初期位置設定回路 20 で指定された領域のみバッファメモリ 38a, 38b

$\tan^{-1}$  テーブル 34 は  $v_a$  の符号判別回路 33 から信号を加えられることにより、第 3 図に示される表のように  $v_a/v_b$  及び  $v_a$  の正負の符号によりその範囲が指定されて I ~ IV のいずれかの象限に属するようになる。すなわち位相  $\theta(x)$  は、 $0 \leq \theta(x) < 2\pi$  の範囲内に設定される。この範囲内の位相  $\theta(x)$  の値は各レートにつき、1 レート内で各クロック毎 (距離  $x$  に対応) に演算され、任意距離  $x$  における位相  $\theta(x)$  が output される。

位相  $\theta(x)$  の値の信号は位相差回路 17 に加えられ、1 レート分のメモリ 35 にメモリされる次の 1 レート後の新しい位相  $\theta(x)$  の値との差  $\Delta \theta(x)$  が差回路 36 により算出される。この場合位相差  $\Delta \theta(x)$  が  $0$  と  $2\pi$  で不連続となるので、差が  $-\pi$  以下の場合は  $2\pi$  を加えると共に  $\pi$  以上の場合は  $2\pi$  を差し引くような補正を補正回路 37 によって行う。従って位相差回路 17 から出力される位相差  $\Delta \theta(x)$  の値は、 $-\pi < \Delta \theta(x) \leq \pi$  の範囲に属することになる。この位相差  $\Delta \theta(x)$  に掛算回路 18 によって  $1/4\pi$  を掛けることにより

12

にメモリさせ、その値についてのみ例えば  $3.75 \text{ MHz} (1.5 \text{ MHz} / 4)$  のクロックでそれ以降の演算を行わせるようにしたものである。これによれば演算スピードを下げるにより回路規模も約半に減少させることができる。その他の構成は第 2 図と同じである。

次に以上の演算結果により得られた反射体の移動距離  $\Delta x$  を用いてサンプル点の軌跡をディスプレイ 24 に表示する方法について述べる。

第 6 図(a)はディスプレイ 24 上に表示した B モード像を示し、横軸は時間、縦軸は体表からの距離  $x$  を示しており下方向に向かう程度は大きくなる。表示される M モード像の最も新しい位置に横のライン 53 が表示され、これに付随して領域マーカ 54 (X<sub>1</sub>), 55 (X<sub>2</sub>), … が表示される。これら領域マーカ 54, 55 は初期位置設定回路 20 によって測定対象領域にセットされる。第 6 図(b)では心臓を対象として左心室の前壁 51 に領域マーカ 54 をセットし、左心室の後壁 52 に領域マーカ 55 をセットした例を示している。領域マーカ

13

14

カ 5-4 には例えば 2 mm 間隔で 10 個のサンプルポイント ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{10}$ ) が設けられている。

第 5 図はサンプル点指定手段 1-9 の構成を示すもので、サンプルポイントメモリ (SPM) 4-1 に初期設定された 2 mm 間隔のサンプルポイント ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) がメモリされる。これによって次のレートからこのサンプルポイントにおける距離  $\Delta x$  の値 ( $\Delta x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) が位相距離変換回路 1-8 の出力から選択されて変位値メモリ 4-2 にメモリされる。この値はレート毎にじゅんじ更新されると共に変位積算メモリ 4-3 に送られて距離  $\Delta x$  の各々の値がレート毎に積算される。ここで積算された ( $\sum \Delta x_{11}, \sum x_{12}, \dots, \sum x_{1,10}$ ) の各値は比較回路 4-4 によって  $\pm \lambda/8, \pm \lambda/4$  (位相換算で  $\pm \pi/2, \pm \pi$ ) と比較され、次いで示される増分値をサンプルポイントメモリ 4-1 の各々の値 ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) に加え同時に積算メモリ 4-3 の各値 ( $\sum \Delta x_{11}, \sum x_{12}, \dots, \sum x_{1,10}$ ) から差し引く。

15

位相検出回路 1-6 の出力は第 7 図回で点 P で示された値となる。縦軸は 0 ~  $2\pi$  の範囲の位相  $\theta(x_{11})$  の値を示し、横軸は時間を示しており、データはレート毎に得られる。

一例としてレート周波数  $f_r = 5\text{ kHz}$  に設定したとすると、0.2 ms 毎にデータが得られることがある。

第 7 図回は位相差回路 1-7 によって第 7 図回から得られた位相差  $\Delta\theta(x_{11})$  を、位相距離変換回路 1-8 によって 1 レートでの変位  $\Delta x_{11}$  に変換したもので、この値は  $|\Delta x_{11}| < \lambda/4$  ( $|\Delta\theta(x_{11})| < \pi$ ) の範囲に属している。超音波パルス周波数  $f_s = 3.75\text{ MHz}$  に設定したとすると、 $|\Delta x_{11}| < 0.1\text{ mm}$  となる。

第 7 図回は変位積算メモリ 4-3 によって  $\Delta x_{11}$  を積算したもので、 $|\sum \Delta x_{11}| < \lambda/8$  の範囲を越えた場合は比較回路 4-4 によって得られる前記表の増分値を  $\sum \Delta x_{11}$  の値から差し引き、同じ増分値をサンプルポイントメモリ 4-1 の  $x_{11}$  の値

$\sum \Delta x$ の値	増分値
$-\lambda/8 < \sum \Delta x < \lambda/8$	0
$\lambda/8 \leq \sum \Delta x < \lambda/4$	$\lambda/8$
$-\lambda/4 < \sum \Delta x < -\lambda/8$	$-\lambda/8$
$\lambda/4 \leq \sum \Delta x < \lambda/2$	$\lambda/4$
$-\lambda/2 < \sum \Delta x < -\lambda/4$	$-\lambda/4$

各レート毎にこれらの演算を繰り返すとサンプルポイントメモリ 4-1 の初期設定された値 ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) のサンプル点はその動きに相当した距離だけ変化し、( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) はサンプル点の動きをそのまま表わすことになる。この値は M モード信号と共にデジタルスキャンコンバータ 2-3 に送られ、第 6 図回に示すようにライン 5-6 として表示される。

第 7 図は以上の動作をわかり易くタイムチャートで示すもので、マーカ領域 5-4 中の第 1 のサンプル点  $x_{11}$  に例をとって示したものである。サンプル点  $x_{11}$  に対応する心筋が第 6 図回のサンプル 5-6 のように動いているとする。

16

に加えるようとする。

第 7 図回は増分値が  $x_{11}$  の値に加えられて形成された波形を示すもので、初期設定位置  $x_{11}$  から  $\lambda/8$  (0.05 mm に対応) で量子化された値で変化している例を示している。これが実際に移動している心筋の第 1 のサンプル点  $x_{11}$  の軌跡となる。

( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) の変化が大きいときは、この値を第 4 図の位相検出回路 1-6-1 にフィードバックし、バッファメモリ 3-8a, 3-8b にメモリする領域を変位に沿って移動させればよい。

以上は第 1 の領域マーカ  $X_1$  ( $x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1,10}$ ) について変位が計測される例を説明したが、同様にして第 2, 第 3 の領域マーカを設定して各々の変位を計測することができる。例えば左心室の内径を得る場合には、左心室内壁を示す領域マーカ  $X_1$  の  $x_{11}$  と領域マーカ  $X_2$  の  $x_{21}$  を指定すれば、内径は第 1 図の計算回路 2-2 によって  $(x_{21} - x_{11})$  として自動的に時々刻々計算されて出力される。またこの値に基いて同時に駆出率

17

18

を算出することも容易である。

以上の実施例で示した動作における演算はすべてリアルタイムで行われるが、このようにして得られたディジタルデータを途中からメモリに蓄えこのデータを基にオフラインで例えばコンピュータを用いることにより、演算して同じ出力を得ることも可能である。またディジタル化の方法もクワドラチャーチ波する前の段階で高周波信号のままで行ってもよい。

第1図のデータメモリ26はMモード像と距離 $\Delta x$ の値をメモリしておき、被検体(患者)の検査が全部終了した後にメモリから再びデータを取り出して必要部位の計測が任意に行えるようにするために設けたものである。このようにすれば患者のスループットを上げることができ余裕を持って必要な計測を的確に行うことができる。

以上のような本発明実施例によれば位相検出を行うことにより移動体の計測を行うので、体内臓器変位をリアルタイムで約0.1mmの高精度で連続して計測することができ、しかも同時に複数個所

の変位の計測ができる。また数値演算されているのでパターン認識等の複雑な処理手段を用いることなく自動計測を実現することができる。さらにデータを一度メモリに蓄えておき必要に応じて取り出すようにすれば、オフラインでも同様な作用、効果を得ることができるので患者のスループットを上げる上で有利となる。

#### 【発明の効果】

以上述べて明らかなように本発明によれば、反射波の位相変化を検出することにより体内組織の複数個所の動きを計測するようにしたので、高精度でかつ自動的に計測することができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明実施例の超音波動態自動計測装置を示すブロック図、第2図は本発明超音波動態自動計測装置の要部の構成を示すブロック図、第3図は本発明超音波動態自動計測装置の作用を説明する座標及び表、第4図及び第5図は本発明超音波動態自動計測装置の要部の構成を示すブロック図、第6図(a), (b)は本発明の作用を説明する

19

20

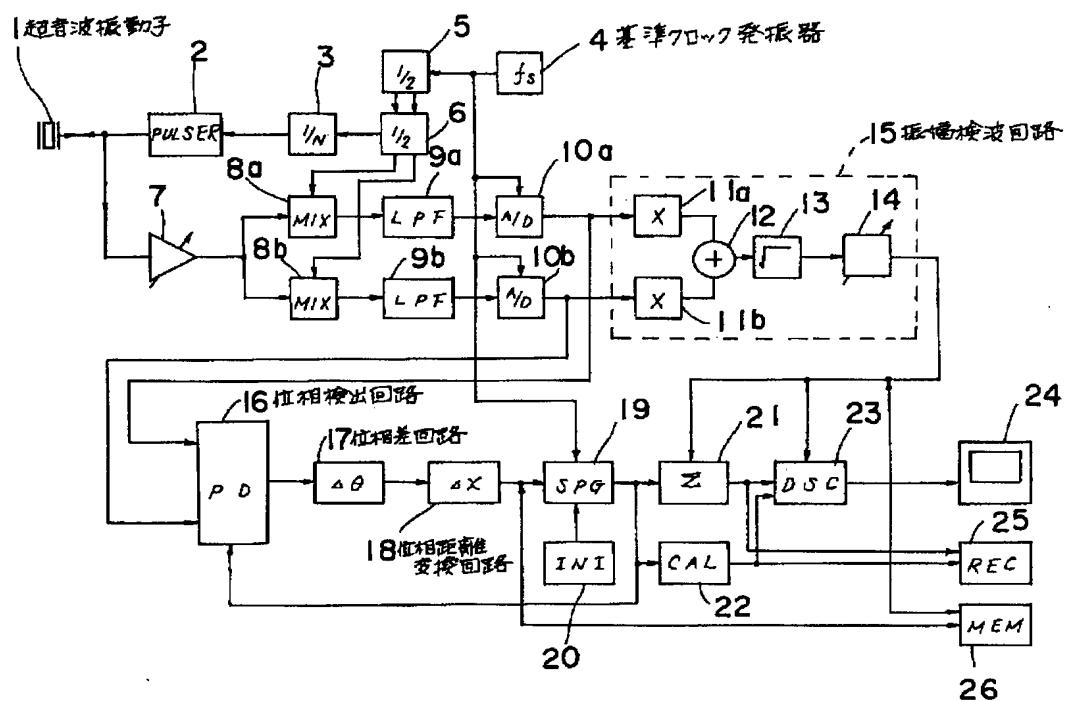
画像パターン、第7図(a)～(d)は本発明の作用を説明するタイムチャートである。

1…超音波振動子、4…基準クロック発振器、  
8a, 8b…ミキサ、  
10a, 10b…A/D変換器、  
15…振幅検波回路、  
16, 16-1…位相検出回路、17…位相差回路、  
18…位相距離変換回路、  
19…サンプル点指定回路、24…ディスプレイ、  
38a, 38b…バッファメモリ、  
41…サンプルポイントメモリ、  
42…変位値メモリ、43…変位積算メモリ、  
44…比較回路。

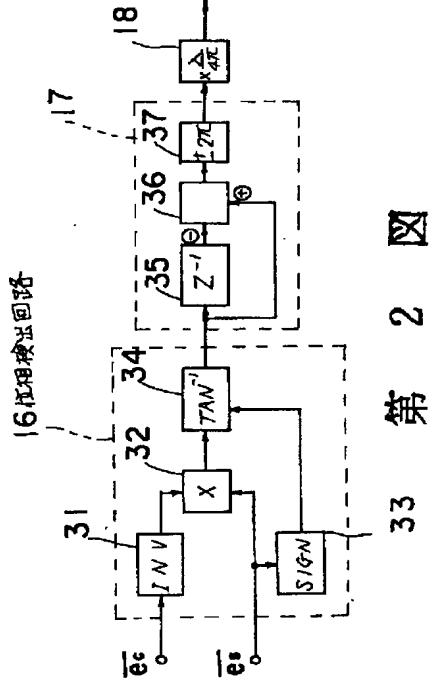
代理人弁理士 三澤正義



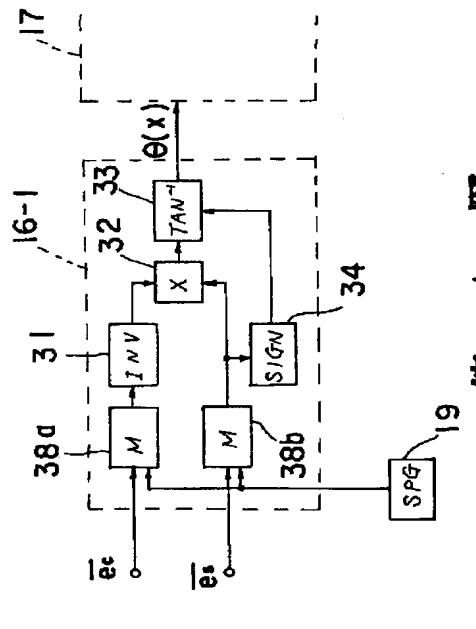
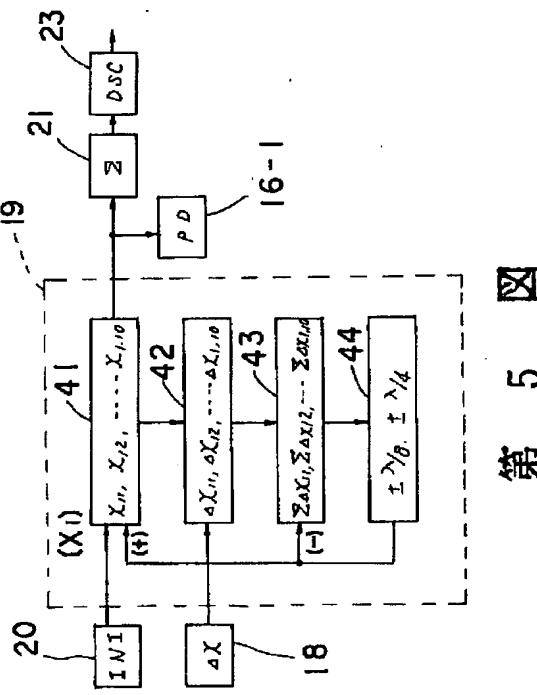
21



第 1 図

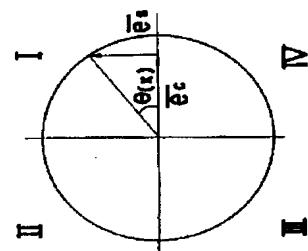


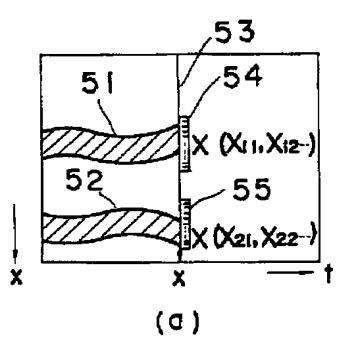
33 第 2 図

16-1  
第 4 図16-1  
第 5 図

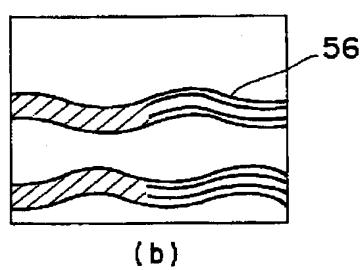
波形	$\theta(x)$	$\overline{e_s}/\overline{e_c}$	$\overline{e_s}$
I	$0 \sim \frac{\pi}{2}$	正	正
II	$\frac{\pi}{2} \sim \pi$	負	正
III	$\pi \sim \frac{3\pi}{2}$	正	負
IV	$\frac{3\pi}{2} \sim 2\pi$	負	負

第 3 図



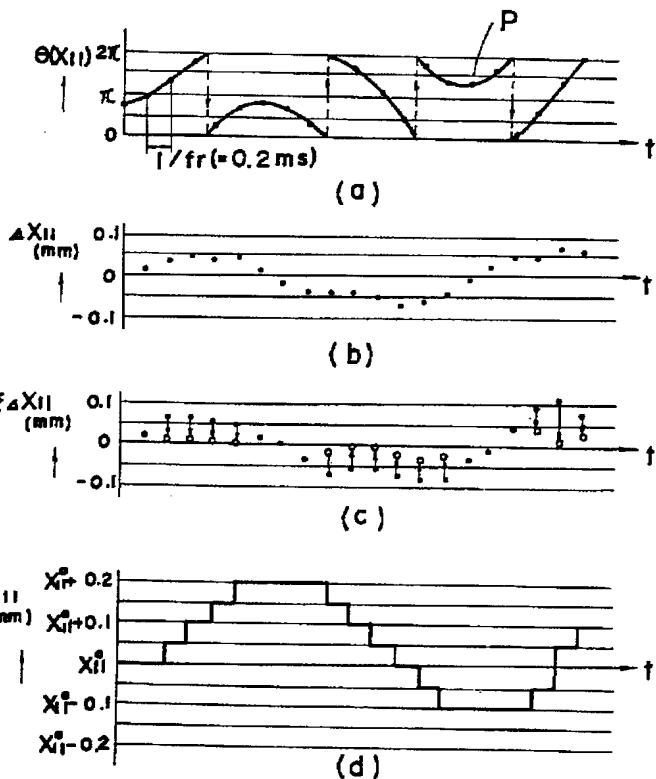


(a)



(b)

第 6 図



第 7 図